

Docket No.: 8736.048.00-US
(PATENT)

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re Patent Application of:
Jung Sig JUN

Confirmation No.: TBA

Application No.: TBA

Group Art Unit: TBA

Filed: November 26, 2003

Examiner: TBA

For: DIGITAL TV RECEIVER

Customer No.: 30827

CLAIM FOR PRIORITY AND SUBMISSION OF DOCUMENTS

Commissioner for Patents
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

Dear Sir:

Applicant hereby claims priority under 35 U.S.C. 119 based on the following prior foreign application filed in the following foreign country on the date indicated:

Country	Application No.	Date
Korea	10-2002-74220	November 27, 2002

In support of this claim, a certified copy of the said original foreign application is filed herewith.

Dated: November 26, 2003

Respectfully submitted,


Song K. Jung
Registration No.: 35,210
MCKENNA LONG & ALDRIDGE LLP
1900 K Street, N.W.
Washington, DC 20006
(202) 496-7500
Attorneys for Applicant



30827

PATENT TRADEMARK OFFICE

대한민국 특허청
KOREAN INTELLECTUAL PROPERTY OFFICE

별첨 사본은 아래 출원의 원본과 동일함을 증명함.

This is to certify that the following application annexed hereto
is a true copy from the records of the Korean Intellectual
Property Office.

출원번호 : 10-2002-0074220
Application Number

출원년월일 : 2002년 11월 27일
Date of Application NOV 27, 2002

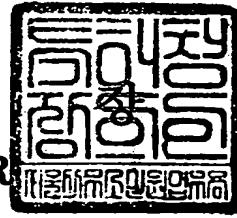
출원인 : 엘지전자 주식회사
Applicant(s) LG Electronics Inc.



2003 년 08 월 05 일

특허청

COMMISSIONER





1020020074220

출력 일자: 2003/8/6

【서지사항】

【서류명】	특허출원서
【권리구분】	특허
【수신처】	특허청장
【참조번호】	0003
【제출일자】	2002.11.27
【국제특허분류】	H04N
【발명의 명칭】	디지털 티브이 수신기
【발명의 영문명칭】	Digital TV receiver
【출원인】	
【명칭】	엘지전자 주식회사
【출원인코드】	1-2002-012840-3
【대리인】	
【성명】	김용인
【대리인코드】	9-1998-000022-1
【포괄위임등록번호】	2002-027000-4
【대리인】	
【성명】	심창섭
【대리인코드】	9-1998-000279-9
【포괄위임등록번호】	2002-027001-1
【발명자】	
【성명의 국문표기】	전정식
【성명의 영문표기】	JUN, Jung Sig
【주민등록번호】	670130-1102111
【우편번호】	463-500
【주소】	경기도 성남시 분당구 구미동 88 까치마을 203-306호
【국적】	KR
【심사청구】	청구
【취지】	특허법 제42조의 규정에 의한 출원, 특허법 제60조의 규정에 의한 출원심사 를 청구합니다. 대리인 김용인 (인) 대리인 심창섭 (인)



1020020074220

출력 일자: 2003/8/6

【수수료】

【기본출원료】	20	면	29,000	원
【가산출원료】	11	면	11,000	원
【우선권주장료】	0	건	0	원
【심사청구료】	7	항	333,000	원
【합계】	373,000 원			
【첨부서류】	1. 요약서·명세서(도면)_1통			

【요약서】**【요약】**

본 발명은 디지털 TV 수신기에 심볼 클럭 복구에 관한 것으로서, 특히 반송파 복구부에서 완전히 제거되지 않은 잔류 반송파 성분이 입력되어도 두 개의 제곱기와 덧셈기를 이용하여 이를 제거한 후 심볼 클럭 복구를 수행함으로써, 심볼 클럭 복구부는 잔류 반송파 성분의 받지 않고 동작할 수 있으므로 반송파 복구가 불완전한 경우에도 보다 안정적인 심볼 클럭 복구를 수행할 수 있다. 또한, 본 발명은 디지털 통과대역 신호로부터 심볼 클럭 복구를 수행하더라도 반송파의 영향을 받지 않고 심볼 클럭을 복구할 수 있다는 장점이 있으며, 두 제곱기 대신 두 절대값 계산부를 사용하여 하드웨어 부담을 줄일 수 있다.

【대표도】

도 5

【색인어】

심볼 클럭 복구, 반송파 복구, 제곱기, 절대값

【명세서】**【발명의 명칭】**

디지털 티브이 수신기{Digital TV receiver}

【도면의 간단한 설명】

도 1은 일반적인 디지털 TV 수신기의 구성 블록도

도 2는 도 1의 반송파 복구부의 일반적인 구성 블록도

도 3은 본 발명의 제 1 실시예에 따른 심볼 클럭 복구부를 갖는 디지털 TV 수신기의 구성 블록도

도 4는 본 발명의 제 2 실시예에 따른 심볼 클럭 복구부를 갖는 디지털 TV 수신기의 구성 블록도

도 5는 본 발명의 제 3 실시예에 따른 심볼 클럭 복구부를 갖는 디지털 TV 수신기의 구성 블록도

도 6은 본 발명의 제 4 실시예에 따른 심볼 클럭 복구부를 갖는 디지털 TV 수신기의 구성 블록도

도 7은 본 발명의 제 5 실시예에 따른 심볼 클럭 복구부를 갖는 디지털 TV 수신기의 구성 블록도

도면의 주요부분에 대한 부호의 설명

501 : A/D 변환부 502 : 고정 발진자

503 : 위상 분리기 504 : 반송파 복구부

505,507a : 채샘플링부 506 : 디지털 처리부

507 : 심볼 클럭 복구부 507b, 507c : 제곱기

507d : 덧셈기 507e : 전치 필터

507f : 가드너 타이밍 에러 검출부

507g : 저역 통과 필터 507i : NCO

【발명의 상세한 설명】

【발명의 목적】

【발명이 속하는 기술분야 및 그 분야의 종래기술】

<16> 본 발명은 디지털 TV 수신기에 관한 것으로서, 특히 수신된 데이터로부터 심볼 클럭을 복원하는 심볼 클럭 복구 장치에 관한 것이다.

<17> 현재 대부분의 디지털 전송 시스템 및 미국형 디지털 TV 전송 방식으로 제안된 ATSC(Advanced Television Systems Committee) 8 VSB(Vestigial Side Band) 전송 시스템에서는 주파수 효율을 높이기 위하여 전송 신호에 데이터만을 실어 보낸다. 즉, 수신측에서 데이터 복원을 위하여 필요한 클럭에 대한 정보는 전송하지 않는다. 따라서, 수신측에서는 데이터만이 존재하는 수신 신호들 중에서 이를 데이터를 복원하기 위하여 송신시에 사용된 것과 같은 클럭을 생성하여야 한다. 이 역할을 수행하는 부분이 심볼 클럭 복구부이다.

<18> 도 1은 이러한 심볼 클럭 복구부가 구비된 일반적인 디지털 TV 수신기의 구성 블록도로서, VSB 방식으로 변조된 RF(Radio Frequency) 신호가 안테나(101)를 통해 수신되면 튜너(102)는 사용자가 원하는 특정 채널 주파수만을 선택한 후 상기 선택된 채널 주파수에 실려진 RF 대역의 VSB 신호를 제 1 중간 주파수(IF) 대역으

로 변환하여 아날로그 처리부(103)로 출력한다. 상기 아날로그 처리부(103)는 상기 투너(102)에서 출력되는 제 1 IF 신호에 통과대역 필터링 및 이득 등을 제어하여 상기 제 1 IF 신호를 제 2 IF 신호로 변환하여 A/D 변환부(104)로 출력한다. 상기 A/D 변환부(104)는 제 2 IF 신호를 고정 주파수(즉, 상기 고정 주파수는 심볼 클럭의 주파수와 다르며 보통 25MHz임)로 샘플링시켜 위상 분리기(105)로 출력한다. 즉, 송신측에서는 심볼 클럭 주파수(f_s)의 2배인 21.52MHz로 샘플링된 데이터가 전송되지만, 상기 A/D 변환부(104)에서 출력되는 데이터는 25MHz로 샘플링된 디지털 데이터이다.

<19> 상기 위상 분리기(105)는 상기 디지털 신호를 위상이 서로 -90° 가 되는 실수 성분($r(t)$)과 헤수 성분($i(t)$)의 통과대역 신호로 분리하여 반송파 복구부(106)로 출력한다. 여기서, 설명의 편의를 위해 상기 위상 분리기(105)에서 출력되는 실수 성분($r(t)$)의 신호를 I 신호라 하고, 헤수 성분($i(t)$)의 신호를 Q 신호라 한다.

<20> 상기 반송파 복구부(106)는 상기 위상 분리기(105)에서 출력되는 I,Q 통과대역 디지털 신호를 I,Q 기저대역 디지털 신호로 천이한 후 심볼 복구된 신호로의 변환을 위해 재샘플링부(Resampler)(107)로 출력한다.

<21> 상기 재샘플링부(107)는 기본적으로 샘플링 레이트를 바꿔주는 역할을 한다. 즉, 21.52MHz로 샘플링되어 수신된 데이터를 상기 A/D 변환부(105)에서 25MHz로 샘플링하여 출력하므로, 상기 재샘플부(110)에서는 다시 2배의 심볼 클럭 주파수 즉, 21.52MHz로 샘플링하여 출력하게 된다.

<22> 이를 위해 상기 재샘플링부(107)는 A/D 변환부(104)와 반송파 복구부(106)를

거쳐 출력되는 기저대역의 디지털 신호를 심볼 클럭 복구부(108)의 출력 주파수를 이용하여 2배의 심볼 클럭 주파수에 동기된 디지털 신호로 보간하여 심볼 클럭 복구부(108)로 출력함과 동시에, 채널 등화, 위상 추적, 에러 정정등을 위해 디지털 처리부(109)로 출력한다.

<23> 상기 심볼 클럭 복구부(108)는 현재 심볼들의 타이밍 에러를 구한 후 상기 타이밍 에러에 비례하는 주파수를 생성하여 상기 재샘플링부(107)로 출력한다.

<24> 도 2는 상기 반송파 복구부(106)의 일반적인 구성 블록도로서, FPLL(Frequency Phase Locked Loop)이라는 것을 사용한다. 즉, FPLL로 구성된 반송파 복구부(106)는 상기 A/D 변환부(105)에서 출력되는 통과 대역의 I,Q 신호를 기저대역의 I,Q 신호로 복조하여 주파수와 위상을 록킹한다.

<25> 도 2에서 보면, A/D 변환부(104), 및 위상 분리기(phase splitter)(105)를 통해 디지털화된 통과대역의 I,Q 신호는 반송파 복구부(106)의 복소 곱셈기(201)로 입력된다.

<26> 이때, 상기 위상 분리기(105)에서 출력되는 실수 성분(real)의 신호 $r(t)$ 와 허수 성분(imaginary)의 신호 $q(t)$ 는 하기의 수학식 1과 같다.

$$r(t) = \{I(t) + p\} \cos(\omega_c t + \psi) - Q(t) \sin(\omega_c t + \psi)$$

$$[수학식 1] \quad i(t) = \{I(t) + p\} \sin(\omega_c t + \psi) + Q(t) \cos(\omega_c t + \psi)$$

<28> 여기서, $I(t)$ 는 변조(modulation)되기 전의 데이터 신호이고, p 는 반송파 복구를 위하여 송신부에서 삽입하는 파일럿(pilot) 신호이다. 또한, ω_c 는 입력되는 신호에 존재하는 반송파 신호의 주파수이고, ψ 는 입력되는 신호에 존재하는 반송파 신호의 위상이다. $Q(t)$ 는 $I(t)$ 신호의 직교 신호 성분이다.

<29> 한편, 상기 반송파 복구부(106)의 복소 곱셈기(201)는 상기된 수학식 1과 같은 통과대역 I,Q 신호에 NCO(205)에서 출력되는 기준 반송파 신호(NCOI,NCOQ)를 곱하여 상기 통과대역 I,Q 신호를 하기의 수학식 2와 같이 기저대역 I,Q 신호($I'(t), Q'(t)$)로 변환한다.

<30>
$$I'(t) = \{I(t) + p\} \cos(\Delta\omega_c t + \psi) - Q(t) \sin(\Delta\omega_c t + \psi)$$

【수학식 2】
$$Q'(t) = \{I(t) + p\} \sin(\Delta\omega_c t + \psi) + Q(t) \cos(\Delta\omega_c t + \psi)$$

<31> 여기서, $\Delta\omega_c$ 는 수신단에서 발생하는 기준 반송파 신호(NCOI,NCOQ)와 송신단에서 사용된 반송파 신호(w_c)의 주파수 오차(beat frequency) 성분이다.

<32> 상기 기저대역 I,Q 신호는 저역 통과 필터(202)로 출력됨과 동시에, 재샘플부(107)를 거쳐 심볼 클럭 복구부(108)와 디지털 처리부(109)로 출력된다.

<33> 상기 저역 통과 필터(202)는 상기 기저대역 I,Q 신호를 저역 통과 필터링하여 반송파 부분만을 추출한 후 오차 검출부(203)로 출력한다. 즉, 반송파를 복구하는 반송파 복구부(106)에서는 6MHz의 대역폭 중 파일럿 주파수(p)가 존재하는 주파수 주변의 신호만을 필요로 하므로, 상기 저역 통과 필터(202)는 데이터 성분들이 존재하는 나머지 주파수 성분을 I, Q 신호로부터 제거하여 데이터에 의하여 반송파 복구부의 성능이 저하되는 것을 방지한다.

<34> 상기 오차 검출부(203)는 상기 반송파 신호로부터 반송파의 잔류 오차를 검출하여 저역 통과 필터(204)로 출력한다. 즉, 상기 오차 검출부(203)에서 검출된 반송파의 잔류 오차는 순간적인 오검출을 방지하기 위하여 상기 저역 통과 필터(204)를 거쳐 NCO(205)

로 출력된다. 상기 NCO(205)는 상기 저역 통과 필터(204)의 출력으로부터 새로운 기준 반송파 신호(NCOI, NCOQ)를 생성하여 상기 복소 곱셈기(201)로 출력한다.

<35> 만약, 상기 반송파 복구부(106)에서 반송파 복구가 완전하게 이루어진다면 Δw_c 및 Ψ 는 모두 '0'이 되어, 상기 수학식 2는 하기의 수학식 3과 같이 된다.

<36>
$$I'(t) = I(t) + P$$

【수학식 3】
$$Q'(t) = Q(t)$$

<37> 그러면, 상기 심볼 클럭 복구부(108)는 상기 수학식 3의 신호로부터 심볼 클럭 복구를 진행하여 수신단의 모든 디지털 영역에서 사용하는 심볼 클럭을 생성한다.

【발명이 이루고자 하는 기술적 과제】

<38> 그러나, 상기 반송파 복구부(106)에서 반송파 복구가 완전하지 않으면, 상기 심볼 클럭 복구부(108)는 상기된 수학식 2와 같은 신호로부터 심볼 클럭 복구를 하게 되므로, 송신부에서 사용한 반송파 신호와 수신부에서 생성하는 기준 반송파 신호 사이의 주파수 및 위상 오차인 Δw_c 와 Ψ 의 영향을 받아 정상적인 심볼 클럭의 복구가 어렵게 된다.

<39> 즉, 도 1에서와 같이 반송파 복구부와 심볼 클럭 복구부가 순차적으로 연결된 구조에서는 반송파 복구부의 성능이 심볼 타이밍 복구부의 성능에 큰 영향을 끼치므로, 상기 심볼 클럭 복구부는 반송파 복구부에서 완전히 제거되지 않고 흘러 들어오는 잔류 주파수 및 위상 오차에 대해 영향을 받으며, 이는 심볼 클럭 복구부 전체의 성능에 악영향을 끼친다.

<40> 이는 심볼 클럭 복구부는 통상 반송파 복구부의 후단에 위치하게 되는데, 이미 반송파 복구부의 역할이 완전히 완료된 것을 가정하고 상기 심볼 클럭 복구부를 설계하기 때문이다. 그러므로, 반송파 복구가 완전하게 이루어지지 않으면 심볼 클럭의 복구 또한 불가능하게 되는 것이다.

<41> 따라서, 본 발명의 출원인은 이를 해결하기 위하여 상기 반송파 복구부의 잔류 반송파 위상 에러에 상관없이 심볼 클럭을 복구하도록 하는 타이밍 복원 장치를 국내에 특허 출원(출원번호 : P02-041001, 출원일 : 2002.07.13)한 바 있다.

<42> 본 발명은 상기된 특허 출원을 좀 더 보완하여 더욱 정확한 심볼 클럭 복구를 수행하는 디지털 TV 수신기를 제공하는데 목적이 있다.

【발명의 구성 및 작용】

<43> 상기와 같은 목적을 달성하기 위한 본 발명에 따른 디지털 TV 수신기는, 아날로그 통과대역 신호를 고정 발진자에서 생성된 고정 주파수로 샘플링하여 디지털 통과대역 신호로 변환하는 A/D 변환부와, 상기 디지털 통과대역 신호에 반송파 복구 과정을 통해 생성된 기준 반송파 신호를 곱하여 디지털 기저대역 신호로 변환하는 반송파 복구부와, 상기 반송파 복구부에서 출력되는 디지털 기저대역 실수 성분과 허수 성분의 신호를 2배의 심볼 클럭의 주파수로 재샘플링하여 각각 보간하는 제 1 재샘플링부와, 상기 A/D 변환부에서 출력되는 디지털 통과대역 실수 성분과 허수 성분의 신호를 2배의 심볼 클럭의 주파수로 재샘플링하여 각각 보간하고, 보간된 디지털 통과대역 실수 성분과 허수 성분의 신호를 각각 제곱하여 더한 후 타이밍 에러 정보를 검출하고, 검출된 타이밍 에러 정보로부터 보정된 2배의 심볼 클럭의 주파수를 생성하여 재샘플링을 위해 출력하는 심볼 클럭 복구부를 포함하여 구성되는 것을 특징으로 한다.

<44> 상기 심볼 클럭 복구부는 상기 반송파 복구부에서 출력되는 디지털 기저대역 실수 성분과 허수 성분의 신호를 2배의 심볼 클럭의 주파수로 재샘플링하여 각각 보간하고 보간된 디지털 기저대역 실수 성분과 허수 성분의 신호를 각각 제곱하여 더한 후, 덧셈 결과로부터 심볼 클럭 복구를 수행하는 것을 특징으로 한다.

<45> 상기 심볼 클럭 복구부는 상기 A/D 변환부에서 출력되는 디지털 통과대역 실수 성분과 허수 성분의 신호를 2배의 심볼 클럭의 주파수로 재샘플링하여 각각 보간하고 보간된 디지털 통과대역 실수 성분과 허수 성분의 신호에 대해 각각 절대치를 취하여 더한 후, 덧셈 결과로부터 심볼 클럭 복구를 수행하는 것을 특징으로 한다.

<46> 상기 심볼 클럭 복구부는 상기 반송파 복구부에서 출력되는 디지털 기저대역 실수 성분과 허수 성분의 신호를 2배의 심볼 클럭의 주파수로 재샘플링하여 각각 보간하고 보간된 디지털 기저대역 실수 성분과 허수 성분의 신호에 대해 각각 절대치를 취하여 더한 후, 덧셈 결과로부터 클럭 복구를 수행하는 것을 특징으로 한다.

<47> 본 발명에 따른 디지털 TV 수신기는, 아날로그 통과대역 신호를 2배의 심볼 클럭 주파수로 샘플링하여 디지털 통과대역 신호로 변환하는 A/D 변환부와, 상기 디지털 통과 대역 신호에 반송파 복구 과정을 통해 생성된 기준 반송파 신호를 곱하여 디지털 기저대 역 신호로 변환하는 반송파 복구부와, 상기 A/D 변환부에서 출력되는 디지털 통과대역 실수 성분과 허수 성분의 신호를 각각 제곱하여 더한 후 타이밍 에러 정보를 검출하고, 검출된 타이밍 에러 정보로부터 보정된 2배의 심볼 클럭의 주파수를 생성하여 상기 A/D 변환부로 출력하는 심볼 클럭 복구부를 포함하여 구성되는 것을 특징으로 한다.

<48> 상기 심볼 클럭 복구부는 상기 반송파 복구부에서 출력되는 디지털 기저대역 실수 성분과 허수 성분의 신호를 각각 제곱하여 더한 후, 덧셈 결과로부터 심볼 클럭 복구를 수행하는 것을 특징으로 한다.

<49> 상기 심볼 클럭 복구부는 상기 A/D 변환부에서 출력되는 디지털 통과대역 실수 성분과 허수 성분의 신호에 대해 각각 절대치를 취하여 더한 후, 덧셈 결과로부터 심볼 클럭 복구를 수행하는 것을 특징으로 한다.

<50> 상기 심볼 클럭 복구부는 상기 반송파 복구부에서 출력되는 디지털 기저대역 실수 성분과 허수 성분의 신호에 대해 각각 절대치를 취하여 더한 후, 덧셈 결과로부터 심볼 클럭 복구를 수행하는 것을 특징으로 한다.

<51> 본 발명의 다른 목적, 특징 및 잇점들은 첨부한 도면을 참조한 실시예들의 상세한 설명을 통해 명백해질 것이다.

<52> 이하, 첨부된 도면을 참조하여 본 발명의 실시예의 구성과 그 작용을 설명하며, 도면에 도시되고 또 이것에 의해서 설명되는 본 발명의 구성과 작용은 적어도 하나의 실시예로서 설명되는 것이며, 이것에 의해서 상기한 본 발명의 기술적 사상과 그 핵심 구성 및 작용이 제한되지는 않는다.

<53> 도 3에서 점선으로 된 심볼 클럭 복구부가 전술한 바와 같이 본 출원인에 의해 국내에 출원된 특허(출원번호 : P02-041001, 출원일 : 2002.07.13)로서, A/D 변환부(301)는 입력되는 아날로그 통과대역 신호를 고정 발진자(302)에서 발진된 고정 주파수로 샘플링하여 디지털 통과대역 신호로 변환한다. 이때, 상기 고정 발진자(302)에서 발진된

고정 주파수는 2배의 심볼 주파수(2fs)보다 높으며 조정이 안되므로 반송파 복구부(304)와 두 제곱기(306, 307) 사이에 재샘플링부(305)를 배치한다.

<54> 즉, 상기 A/D 변환부(301)에서 출력되는 디지털 통과대역 신호는 위상 분리기(303)를 거쳐 반송파 복구부(304)로 입력되어 디지털 기저대역 신호로 변환된다.

<55> 이때, 상기 디지털 기저대역 신호는 상기 A/D 변환부(301)에서 심볼 클럭 주파수와는 다른 고정 주파수로 샘플링된 디지털 통과대역 신호로부터 변형된 경우이므로, 상기 재샘플부(305)에서는 심볼 클럭 복구를 위해 상기 디지털 기저대역 신호를 2배의 심볼 클러 주파수(2fs) 즉, 21.52MHz로 샘플링하여 출력하게 된다.

<56> 상기 재샘플링부(305)에서 출력되는 실수 성분의 신호($I''(t)$)는 제곱기(306)에서, 헤수 성분의 신호($Q''(t)$)는 제곱기(307)에서 각각 제곱된 후 덧셈기(308)로 입력되어 더해짐에 의해 불완전한 반송파 복구로 인한 주파수와 위상 오차가 제거된다. 상기 덧셈기(308)의 출력은 심볼 클럭 복원을 위하여 원하는 주파수 대역만을 통과시키는 전치 필터(309)를 통해 타이밍 에러 검출부(310)로 출력된다. 상기 타이밍 에러 검출부(310)는 일반적인 가드너 방식 또는 수정된 가드너 방식의 타이밍 에러 검출부로서, 상기 프리 필터(309)의 출력으로부터 심볼 클럭의 타이밍 에러 즉, 위상 오차를 검출한다. 상기 타이밍 에러 정보는 저역 통과 필터(311)를 거쳐 NCO(312)로 입력되고, 상기 NCO(312)는 저역 통과 필터링된 타이밍 에러 정보로부터 새로 보정된 두배의 심볼 클럭의 주파수(2fs, fs는 심볼 클럭의 주파수)를 생성하여 상기 재샘플링부(305)로 출력한다.

<57> 도 4는 상기된 도 3과 동작 및 역할은 동일하지만, A/D 변환부(401)에 입력되는 클럭의 주파수가 고정 주파수가 아닌 2배의 심볼 클럭 주파수(2fs)인 경우에 대한 실시예이다. 도 4의 경우는 A/D 변환부(401)에서 2배의 심볼 클럭 주파수(2fs)로 아날로그 통

과대역 신호를 샘플링하여 디지털 통과대역 신호로 변환하므로 반송파 복구부(403)와 두 제곱기(404, 405) 사이에 재샘플링부가 필요없게 된다. 따라서, 그만큼 하드웨어 부담을 줄일 수 있다.

<58> 또한, 타이밍 에러 검출부(408)에서 검출된 현재 심볼의 타이밍 에러 정보를 저역 통과 필터링하는 저역 통과 필터(409)의 출력은 새로운 2배의 심볼 클럭 주파수(2fs)를 생성하는 가변 발진자(voltage controlled oscillator, 410)로 입력되고, 상기 가변 발진자(410)에서 저역 통과 필터링된 타이밍 에러 정보로부터 새로이 생성된 2배의 심볼 클럭 주파수(2fs)는 상기 A/D 변환부(401)로 입력된다. 여기서, 제곱기(404, 405), 덧셈기(406), 전치 필터(407), Gardner 타이밍 에러 검출부(408), 및 저역 통과 필터(409)의 역할은 도 3의 동일 블럭들과 동일하다.

<59> 이때, 상기 도 3과 도 4의 두 개의 제곱기의 입력 $\{I''(t), Q''(t)\}$ 을 식으로 표현하면 반송파 복구가 완전하게 이루어진 경우에는 상기된 수학식 3과 같고, 반송파 복구가 불완전한 동작을 하는 경우에는 상기된 수학식 2와 같다.

<60> 그리고, 반송파 복구가 완전하게 이루어진 경우 두개의 제곱기의 출력은 하기의 수학식 4와 같다.

$$\{I''(t)\}^2 = \{I(t) + p\}^2 = I^2(t) + p^2 + 2pI(t)$$

【수학식 4】 $\{Q''(t)\}^2 = Q^2(t)$

<62> 만일, 반송파 복구가 완전하게 이루어지지 않았다면 두개의 제곱기의 출력은 하기의 수학식 5와 같다.

$$\begin{aligned}
 <63> \quad \{I''(t)\}^2 &= [\{I(t)+p\} \cos(\Delta\omega_c t + \psi) - Q(t) \sin(\Delta\omega_c t + \psi)]^2 \\
 &= \{I(t)+p\}^2 \cos^2(\Delta\omega_c t + \psi) + Q^2(t) \sin^2(\Delta\omega_c t + \psi) \\
 &\quad - 2\{I(t)+p\}Q(t) \cos(\Delta\omega_c t + \psi) \sin(\Delta\omega_c t + \psi)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 <64> \quad \{Q''(t)\}^2 &= [\{I(t)+p\} \sin(\Delta\omega_c t + \psi) + Q(t) \cos(\Delta\omega_c t + \psi)]^2 \\
 &= \{I(t)+p\}^2 \sin^2(\Delta\omega_c t + \psi) + Q^2(t) \cos^2(\Delta\omega_c t + \psi) \\
 &\quad + 2\{I(t)+p\}Q(t) \sin(\Delta\omega_c t + \psi) \cos(\Delta\omega_c t + \psi)
 \end{aligned}$$

<65> 그러나, 상기 두 제곱기의 출력을 더하는 덧셈기의 출력은 반송파 복구가 완전한 경우와 불완전한 경우에 대해 하기의 수학식 6과 같이 모두 동일하다.

<66> 【수학식 6】 $X(t) = I^2(t) + Q^2(t) + p^2 + 2pI(t)$

<67> 즉, 상기 덧셈기의 출력으로부터 심볼 클럭 복구를 수행하면 반송파의 영향을 전혀 받지 않는 심볼 클럭 복구를 할 수 있다.

<68> 한편, 심볼 클럭 복구부가 심볼 클럭 복구를 위하여 두개의 제곱기와 덧셈기를 사용하는 경우 반송파 복구부의 영향을 전혀 받지 않으므로, 상기 심볼 클럭 복구부는 반송파 복구부를 거치지 않은 통과 대역 신호로부터 심볼 클럭 복구가 가능하다.

<69> 도 5와 도 6은 이에 대한 실시예로서, 도 5는 A/D 변환부에 고정 발진자를 사용하고 이로 인해 채샘플링부를 더 구비하는 예이고, 도 6은 A/D 변환부에 가변 발진자를 사용하여 채샘플링부를 제거한 예이다.

<70> 먼저, 도 5를 보면 A/D 변환부(501)는 고정 발진자(502)에서 생성된 고정 발진 주파수로 아날로그 통과대역 신호를 샘플링하여 디지털 통과대역 신호로 변환한다. 상기

디지털 통과대역 신호는 위상 분리기(503)를 통해 반송파 복구부(504)로 출력됨과 동시에 심볼 클럭 복구를 위해 심볼 클럭 복구부(507)로 출력된다. 상기 반송파 복구부(504)는 상기 위상 분리기(503)를 통해 출력되는 디지털 통과대역 I,Q 신호에 반송파 복구가 이루어진 기준 반송파 신호를 곱하여 상기 통과대역의 I,Q 신호를 기저대역 I,Q 신호로 천이한 후 심볼 복구된 신호로의 변환을 위해 재샘플링부(505)로 출력되고, 상기 재샘플링부(505)는 상기 심볼 클럭 복구부(507)에서 출력되는 2배의 심볼 클럭의 주파수(2fs)로 상기 기저대역 I,Q 신호를 샘플링하여 디지털 처리부(506)로 출력한다.

<71> 한편, 상기 심볼 클럭 복구부(507)는 상기 위상 분리기(503)를 통해 출력되는 디지털 통과대역 I,Q 신호를 2배의 심볼 클럭의 주파수(2fs)로 샘플링하는 재샘플링부(507a), 상기 재샘플링부(507a)에서 출력되는 디지털 통과대역 실수 성분의 신호($I''''(t)$)를 제곱하는 제곱기(507b), 허수 성분의 신호($Q''''(t)$)를 제곱하는 제곱기(507c), 상기 두 제곱기(507b,507c)에서 출력되는 두 제곱값을 더하는 덧셈기(507d), 상기 덧셈기(507d)의 출력 스펙트럼의 에지 부분만을 통과시키는 전치 필터(507e), 상기 전치 필터(507e)를 통과한 신호로부터 타이밍 에러에 관한 정보를 검출하는 타이밍 에러 검출부(507f), 상기 타이밍 에러 검출부(507f)에서 출력되는 타이밍 에러 정보 중 저대역 신호 성분만을 필터링하는 저역 통과 필터(507g), 및 상기 타이밍 에러 정보의 저대역 성분에 따라 2배의 심볼 클럭의 주파수(2fs)를 새로이 생성시켜 상기 재샘플링부(507a,505)의 샘플링 타이밍을 조절하는 NCO(507i)로 구성된다.

<72> 이와 같이 구성된 본 발명의 심볼 클럭 복구부(507)의 재샘플링부(507a)는 상기 위상 분리기(503)에서 출력되는 디지털 통과대역 I,Q 신호를 NCO(507i)에서 생성된 2배의 심볼 클럭의 주파수(2fs)로 샘플링하여 보간된 디지털 통과대역 I,Q 신호를 각각의 제곱

기(507b,507c)로 출력한다. 상기 두 제곱기(507b,507c)는 비선형기로서, 상기 통과대역 I,Q 신호를 각각 제곱하여 덧셈기(507d)로 출력하고, 상기 덧셈기(507d)에서 두 제곱 신호를 더하면, 반송파 성분이 제거된 기저대역 I,Q 신호로 변환된다.

<73> 상기 덧셈기(507d)의 출력은 전치 필터(507e), 가드너 타이밍 에러 검출부(507f), 저역 통과 필터(507g), 및 NCO(507i)를 순차적으로 통과하여 새로운 두배의 심볼 클럭 주파수(2fs)를 생성한다. 상기 재샘플링부(505,507a)는 이 새로운 2배의 심볼 클럭 주파수(2fs)를 이용하여 보정된 신호를 출력하게 된다.

<74> 이때, 상기 두 제곱기(507b,507c)로 입력되는 통과대역 I,Q 신호($I''''(t), Q''''(t)$)를 식으로 표현하면 하기의 수학식 7과 같다.

$$I''''(t) = \{I(t) + P\} \cos(\omega_c t + \psi) - Q(t) \sin(\omega_c t + \psi)$$

$$[수학식 7] \quad Q''''(t) = \{I(t) + P\} \sin(\omega_c t + \psi) + Q(t) \cos(\omega_c t + \psi)$$

<76> 상기 수학식 7을 보면 두 제곱기(507b,507c)로 입력되는 신호들이 반송파 복구부(504)를 거치지 않았으므로, 상기 두 제곱기(507b,507c)로 입력되는 신호 내에 반송파가 그대로 존재한다.

<77> 상기 반송파가 그대로 존재하는 통과대역 I,Q 신호($I''''(t), Q''''(t)$)가 각각의 제곱기(507b,507c)를 통과하면 하기의 수학식 8과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} <78> \quad \{I''''(t)\}^2 &= [\{I(t) + P\} \cos(\omega_c t + \psi) - Q(t) \sin(\omega_c t + \psi)]^2 \\ &= \{I(t) + P\}^2 \cos^2(\omega_c t + \psi) + Q^2(t) \sin^2(\omega_c t + \psi) \end{aligned}$$

$$[수학식 8] \quad - 2 \{I(t) + P\} Q(t) \cos(\omega_c t + \psi) \sin(\omega_c t + \psi)$$

$$\begin{aligned}
 <79> \quad \{Q'''(t)\}^2 &= [\{I(t)+P\} \sin(\omega_c t + \psi) + Q(t) \cos(\omega_c t + \psi)]^2 \\
 &= \{I(t)+P\}^2 \sin^2(\omega_c t + \psi) + Q^2(t) \cos^2(\omega_c t + \psi) \\
 &\quad + 2\{I(t)+P\}Q(t) \sin(\omega_c t + \psi) \cos(\omega_c t + \psi)
 \end{aligned}$$

<80> 상기 수학식 8을 보면, 여전히 반송파 신호 성분이 존재한다. 그러나, 상기된 수학식 8과 같은 두 제곱기(507b, 507c)의 출력이 덧셈기(507d)에서 더해지면 하기의 수학식 9와 같이 반송파 신호 성분이 제거된다.

<81> 【수학식 9】 $X'(t) = I^2(t) + Q^2(t) + P^2 + 2PQ(t)$

<82> 따라서, 도 5와 같은 심볼 클럭 복구부(507)를 사용하면 반송파의 영향을 받지 않고 통과 대역 신호로부터 심볼 클럭을 복구할 수 있다는 장점이 있다.

<83> 즉, 도 5의 실시예는 심볼 클럭 복구를 위하여 그 동안 반드시 거쳐야 하는 반송파 복구부를 거치지 않은 신호로부터 정확하고 안정되게 심볼 클럭 복구를 할 수 있다는 장점이 있다. 이것은 상기 심볼 클럭 복구부(507)가 반송파 신호 성분에 무관하게 동작 할 수 있음을 의미하며, 또한 이것은 보다 안정적인 심볼 클럭 복구를 수행할 수 있음을 의미한다.

<84> 도 6은 A/D 변환부(601)가 도 5의 고정 발진자 대신 가변 발진자에서 생성된 2배의 심볼 클럭의 주파수(2fs)로 아날로그 통과대역 신호를 샘플링하여 디지털 통과대역 디지털 신호로 변환하는 것이다.

<85> 마찬가지로, 심볼 클럭 복구부(605)는 위상 분리기(602)에서 출력되는 디지털 통과 대역 I, Q 신호를 이용하여 심볼 클럭 복구를 수행한다.

<86> 도 6에서는 상기 A/D 변환부(601)가 2배의 심볼 클럭 주파수(2fs)를 입력받아 샘플링을 수행하므로 재샘플링부가 필요없게 된다.

<87> 상기 심볼 클럭 복구부(605)는 상기 위상 분리기(602)에서 분리되어 출력되는 디지털 통과대역 실수 성분의 신호($I'''(t)$)를 제곱하는 제곱기(605a), 허수 성분의 신호($Q'''(t)$)를 제곱하는 제곱기(605b), 상기 두 제곱기(605a, 605b)에서 출력되는 두 제곱값을 더하는 덧셈기(605c), 상기 덧셈기(605c)의 출력 스펙트럼의 에지 부분만을 통과시키는 전치 필터(605d), 상기 전치 필터(605d)를 통과한 신호로부터 타이밍 에러에 관한 정보를 검출하는 타이밍 에러 검출부(605e), 상기 타이밍 에러 검출부(605e)에서 출력되는 타이밍 에러 정보 중 저대역 신호 성분만을 필터링하는 저역 통과 필터(605f), 및 상기 타이밍 에러 정보의 저대역 성분에 따라 2배의 심볼 클럭의 주파수(2fs)를 새로이 생성시켜 상기 A/D 변환부(601)로 출력하는 가변 발진자(605g)로 구성된다.

<88> 이와 같이 구성된 도 6의 경우는 A/D 변환부(601)에서 2배의 심볼 클럭 주파수(2fs)로 아날로그 통과대역 신호를 샘플링하여 디지털 통과대역 신호로 변환하므로 재샘플링부가 필요없게 되고, 그만큼 하드웨어 부담을 줄일 수 있다.

<89> 또한, 타이밍 에러 검출부(605e)에서 검출된 현재 심볼의 타이밍 에러 정보를 저역 통과 필터링하는 저역 통과 필터(605f)의 출력은 새로운 2배의 심볼 클럭 주파수(2fs)를 생성하는 가변 발진자(605g)로 입력되고, 상기 가변 발진자(605g)에서 저역 통과 필터링된 타이밍 에러 정보를 이용하여 새로이 생성한 2배의 심볼 클럭 주파수(2fs)는 상기 A/D 변환부(601)로 입력된다. 여기서, 제곱기(605a, 605b), 덧셈기(605c), 전치 필터(605d), Gardner 타이밍 에러 검출부(605e), 및 저역 통과 필터(605f)의 역할은 도 5의 동일 블럭들과 동일하다.

<90> 즉, 상기 두 제곱기(605a,605b)로 입력되는 디지털 통과대역 I,Q 신호 $(I''''(t),Q''''(t))$ 는 상기된 수학식 7과 같고, 상기 두 제곱기(605a,605b)에서 출력되는 두 제곱 신호($\{I'''(t)\}^2, \{Q'''(t)\}^2$)는 상기된 수학식 8과 같으며, 덧셈기(605c)의 출력 신호 $(X'(t))$ 는 상기된 수학식 9와 같다.

<91> 따라서, 도 6과 같은 심볼 클럭 복구부(605)를 사용하면 반송파의 영향을 받지 않고 통과 대역 신호로부터 심볼 클럭을 복구할 수 있다는 장점이 있으며, 재샘플링부의 삭제로 하드웨어의 복잡도를 줄일 수 있다.

<92> 이와 같이 도 6의 실시예도 심볼 클럭 복구를 위하여 그 동안 반드시 거쳐야 하는 반송파 복구부(603)를 거치지 않은 신호로부터 정확하고 안정되게 심볼 클럭 복구를 할 수 있다는 장점이 있으며, 이것은 상기 심볼 클럭 복구부(605)가 반송파 신호 성분에 무관하게 동작할 수 있음을 의미하며, 또한 이것은 보다 안정적인 심볼 클럭 복구를 수행할 수 있음을 의미한다.

<93> 상기된 도 3 내지 도 6의 실시예의 심볼 클럭 복구부는 반송파 복구부의 불완전한 동작에 의한 성능 감소를 없애기 위하여 입력되는 신호에 두개의 제곱기와 덧셈기를 이용하였다. 그러나, 제곱기는 하드웨어(hardware)로 구현시 크기가 커지는 단점이 있으므로, 상기된 제곱기 대신 도 7과 같이 절대값 계산부(706,707)를 사용할 수도 있다.

<94> 도 7은 제곱기 대신 절대값 계산부를 사용함으로써, 신호를 제곱하면서 발생하는 하드웨어의 부담을 줄임과 동시에 반송파 복조기의 영향을 받지 않는 심볼 클럭 복구부를 구현할 수 있다.

<95> 도 7의 경우는 A/D 변환부(701)가 고정 발진자(702)에서 생성된 고정 주파수를 이용하여 아날로그 통과대역 신호를 디지털 통과대역 신호로 변환하는 것을 실시예로 하고 있다.

<96> 먼저, A/D 변환부(701)로 입력되는 아날로그 통과대역 신호는 고정 발진자(702)의 출력 주파수로 샘플링되어 디지털 신호로 변환된다. 상기 A/D 변환부(701)의 출력은 위상 분리기(703), 반송파 복구부(704), 재샘플링부(705)를 거쳐 두개의 절대값 계산부(706, 707)로 입력된다. 상기 절대값 계산부(706, 707)는 재샘플링부(705)에서 2배의 심볼 클럭 주파수로 보간되어 출력되는 디지털 기저대역 I, Q 신호에 각각 절대치를 취한 후 덧셈기(708)로 출력하여 더한다. 상기 덧셈기(708)의 출력은 제곱기를 사용하는 경우와 마찬가지로 반송파 복구부(704)의 영향이 완전히 제거된다. 상기 덧셈기(708)의 출력은 전치 필터(709), 가드너 타이밍 에러 검출부(710) 및 저역 통과 필터(711)를 거쳐 NCO(712)에 입력되어 새로운 두배의 심볼 클럭 주파수를 생성하게 된다. 상기 2배의 심볼 클럭 주파수는 재샘플링부(705)로 출력된다.

<97> 상기된 도 7의 다른 실시예로서, 두 제곱기 대신 두 절대값 계산부를 이용하면서 또한, 상기 A/D 변환부(701)가 고정 발진자 대신 가변 발진자로부터 2배의 심볼 클럭 주파수(2fs)를 입력받아 아날로그 통과대역 신호를 디지털 통과대역 신호로 변환하게 할 수도 있다. 이때는 재샘플링부가 필요없게 된다.

<98> 또한, 도 7의 경우도 마찬가지로 덧셈기(708)의 출력으로부터 심볼 클럭 복구를 수행하면 반송파의 영향을 전혀 받지 않는 심볼 클럭 복구를 할 수 있다.

<99> 따라서, 본 발명의 또 다른 실시예로서, A/D 변환부는 고정 주파수 또는 2배의 심볼 클럭의 주파수로 아날로그 통과 대역 신호를 디지털 통과대역 신호로 변환하고, 심볼

클럭 복구부는 위상 분리기에서 출력되는 디지털 통과대역 실수 성분과 허수 성분의 신호에 대해 각각 절대치를 취하여 더한 후, 덧셈 결과로부터 심볼 클럭 복구를 수행할 수도 있다.

<100> 이와 같이 도 3 내지 도 6에 있는 실시예에서 두개의 제곱기를 두개의 절대값 계산부로 변경하여도 반송파 복구부와는 무관한 심볼 클럭 복구부를 구현할 수 있게 된다.

【발명의 효과】

<101> 이상에서와 같이 본 발명에 따른 디지털 TV 수신기에 의하면, 반송파 복구부에서 완전히 제거되지 않은 잔류 반송파 성분이 입력되어도 두 개의 제곱기와 덧셈기를 이용하여 이를 제거한 후 심볼 클럭 복구를 수행함으로써, 상기 심볼 클럭 복구부는 잔류 반송파 성분의 받지 않고 동작할 수 있다. 따라서, 반송파 복구가 불완전한 경우에도 심볼 클럭 복구부는 보다 안정적인 심볼 클럭 복구를 수행한다.

<102> 특히, 본 발명은 디지털 통과대역 신호로부터 심볼 클럭 복구를 수행하더라도 반송파의 영향을 받지 않고 심볼 클럭을 복구할 수 있다는 장점이 있다. 또한, 상기 두 제곱기 대신 두 절대값 계산부를 사용하여 하드웨어 부담을 줄일 수 있다.

<103> 이와 같이 본 발명은 전송 채널 상에 심각한 선형 잡음(예를 들면 고스트)이 존재하여 반송파 복구부가 불완전한 반송파 복구를 수행하여도 심볼 클럭 복구부는 상기 불완전한 반송파 성분과는 무관한 동작을 수행하여 심볼 클럭 복구 성능을 높이고, 또한 하드웨어 부담을 줄이며, 특히 반송파 복구부가 채널 등화기 후단의 정보를 사용할 수 있게 하는 장점이 있다.

<104> 이상 설명한 내용을 통해 당업자라면 본 발명의 기술 사상을 이탈하지 아니하는 범위에서 다양한 변경 및 수정이 가능함을 알 수 있을 것이다.

<105> 따라서, 본 발명의 기술적 범위는 실시예에 기재된 내용으로 한정되는 것이 아니라 특허 청구의 범위에 의하여 정해져야 한다.

【특허청구범위】**【청구항 1】**

아날로그 통과대역 신호를 고정 발진자에서 생성된 고정 주파수로 샘플링하여 디지털 통과대역 신호로 변환하는 A/D 변환부;

상기 디지털 통과대역 신호에 반송파 복구 과정을 통해 생성된 기준 반송파 신호를 곱하여 디지털 기저대역 신호로 변환하는 반송파 복구부;

상기 반송파 복구부에서 출력되는 디지털 기저대역 실수 성분과 허수 성분의 신호를 2배의 심볼 클럭의 주파수로 재샘플링하여 각각 보간하는 제 1 재샘플링부;

상기 A/D 변환부에서 출력되는 디지털 통과대역 실수 성분과 허수 성분의 신호를 2배의 심볼 클럭의 주파수로 재샘플링하여 각각 보간하고, 보간된 디지털 통과대역 실수 성분과 허수 성분의 신호를 각각 제곱하여 더한 후 타이밍 에러 정보를 검출하고, 검출된 타이밍 에러 정보로부터 보정된 2배의 심볼 클럭의 주파수를 생성하여 재샘플링을 위해 출력하는 심볼 클럭 복구부를 포함하여 구성되는 것을 특징으로 하는 디지털 TV 수신기.

【청구항 2】

제 1 항에 있어서, 상기 심볼 클럭 복구부는

상기 A/D 변환부에서 출력되는 디지털 통과대역 실수 성분과 허수 성분의 신호를 2배의 심볼 클럭의 주파수로 재샘플링하여 각각 보간하는 제 2 재샘플링부;

상기 재샘플링부에서 보간되어 출력되는 디지털 통과대역 실수 성분과 허수 성분의 신호를 각각 제곱하여 더한 후 그 결과를 출력하는 제곱 연산부;



상기 제곱 연산부의 출력으로부터 심볼 클럭 복구를 위해 특정 대역의 주파수만을 통과시키는 전치 필터;

상기 전치 필터의 출력으로부터 타이밍 에러에 관한 정보를 검출하는 타이밍 에러 검출부; 그리고

상기 타이밍 에러 검출부에서 출력되는 타이밍 에러 정보 중 저대역 신호 성분만을 필터링하고, 필터링된 타이밍 에러 정보의 저대역 성분에 따라 새로 보정된 두배의 심볼 클럭의 주파수를 생성하여 상기 제 1, 제 2 재샘플링부로 출력하는 필터 및 NCO로 구성되는 것을 특징으로 하는 디지털 TV 수신기.

【청구항 3】

제 1 항에 있어서, 상기 심볼 클럭 복구부는

상기 반송파 복구부에서 출력되는 디지털 기저대역 실수 성분과 허수 성분의 신호를 2배의 심볼 클럭의 주파수로 재샘플링하여 각각 보간하고 보간된 디지털 기저대역 실수 성분과 허수 성분의 신호를 각각 제곱하여 더한 후, 덧셈 결과로부터 심볼 클럭 복구를 수행하는 것을 특징으로 하는 디지털 TV 수신기.

【청구항 4】

제 1 항에 있어서, 상기 심볼 클럭 복구부는

상기 A/D 변환부에서 출력되는 디지털 통과대역 실수 성분과 허수 성분의 신호를 2배의 심볼 클럭의 주파수로 재샘플링하여 각각 보간하고 보간된 디지털 통과대역 실수 성분과 허수 성분의 신호에 대해 각각 절대치를 취하여 더한 후, 덧셈 결과로부터 심볼 클럭 복구를 수행하는 것을 특징으로 하는 디지털 TV 수신기.

【청구항 5】

제 1 항에 있어서, 상기 심볼 클럭 복구부는

상기 반송파 복구부에서 출력되는 디지털 기저대역 실수 성분과 허수 성분의 신호를 2배의 심볼 클럭의 주파수로 채샘플링하여 각각 보간하고 보간된 디지털 기저대역 실수 성분과 허수 성분의 신호에 대해 각각 절대치를 취하여 더한 후, 덧셈 결과로부터 클럭 복구를 수행하는 것을 특징으로 하는 디지털 TV 수신기.

【청구항 6】

아날로그 통과대역 신호를 2배의 심볼 클럭 주파수로 샘플링하여 디지털 통과대역 신호로 변환하는 A/D 변환부;

상기 디지털 통과대역 신호에 반송파 복구 과정을 통해 생성된 기준 반송파 신호를 곱하여 디지털 기저대역 신호로 변환하는 반송파 복구부; 그리고

상기 A/D 변환부에서 출력되는 디지털 통과대역 실수 성분과 허수 성분의 신호를 각각 제곱하여 더한 후 타이밍 에러 정보를 검출하고, 검출된 타이밍 에러 정보로부터 보정된 2배의 심볼 클럭의 주파수를 생성하여 상기 A/D 변환부로 출력하는 심볼 클럭 복구부를 포함하여 구성되는 것을 특징으로 하는 디지털 TV 수신기.

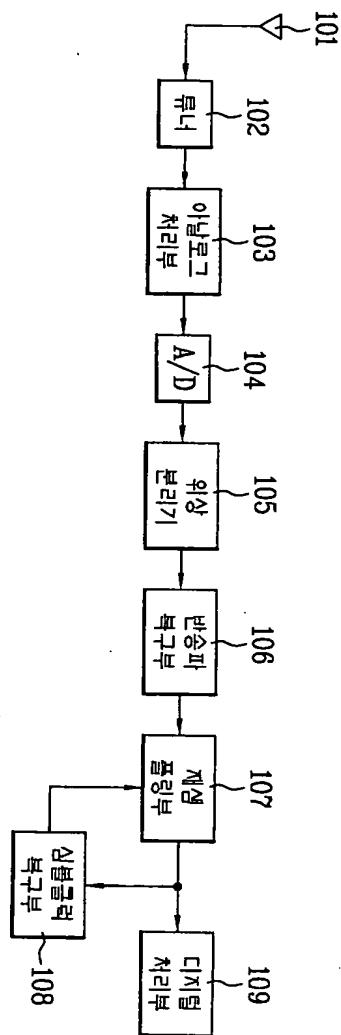
【청구항 7】

제 6 항에 있어서, 상기 심볼 클럭 복구부는

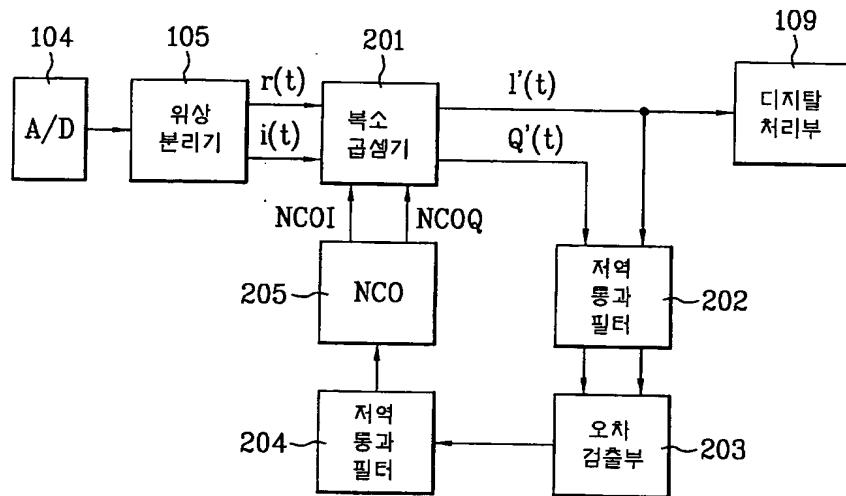
상기 반송파 복구부에서 출력되는 디지털 기저대역 실수 성분과 허수 성분의 신호에 대해 각각 절대치를 취하여 더한 후, 덧셈 결과로부터 심볼 클럭 복구를 수행하는 것을 특징으로 하는 디지털 TV 수신기.

【도면】

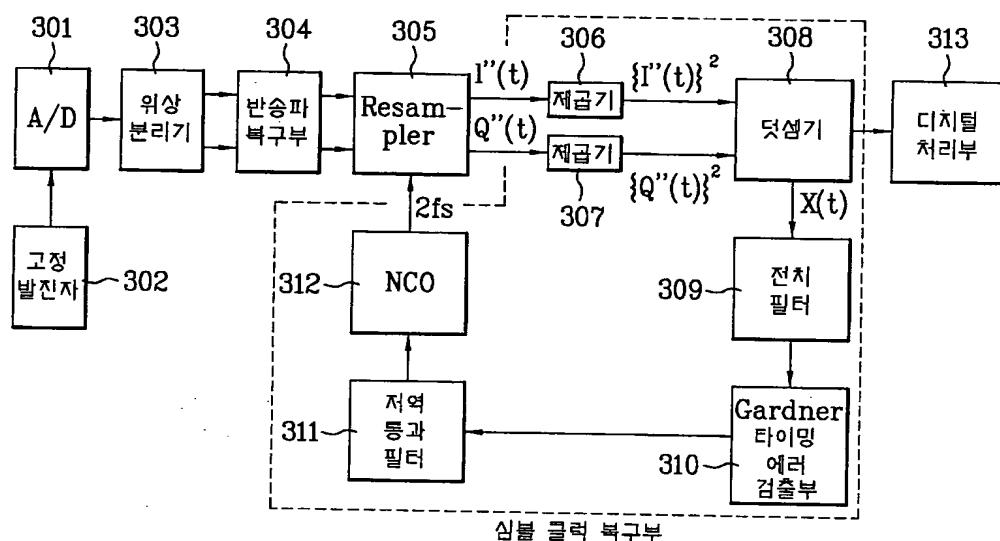
【도 1】



【도 2】



【도 3】

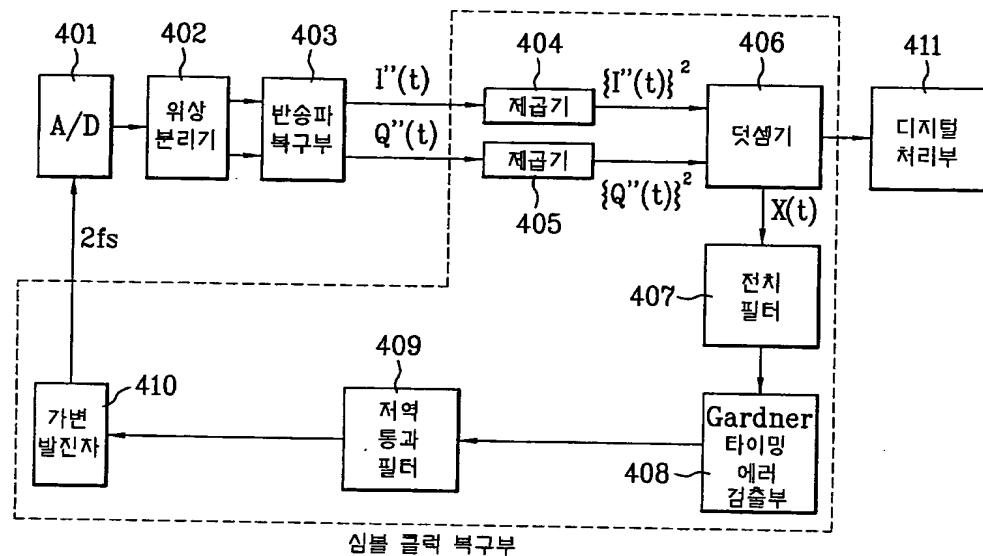




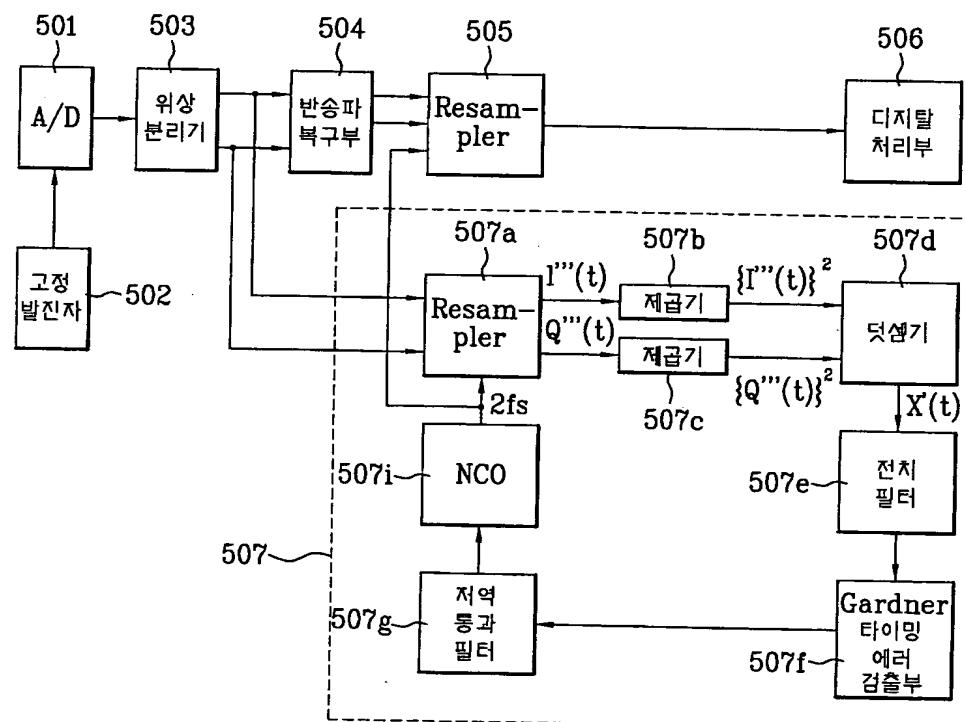
1020020074220

출력 일자: 2003/8/6

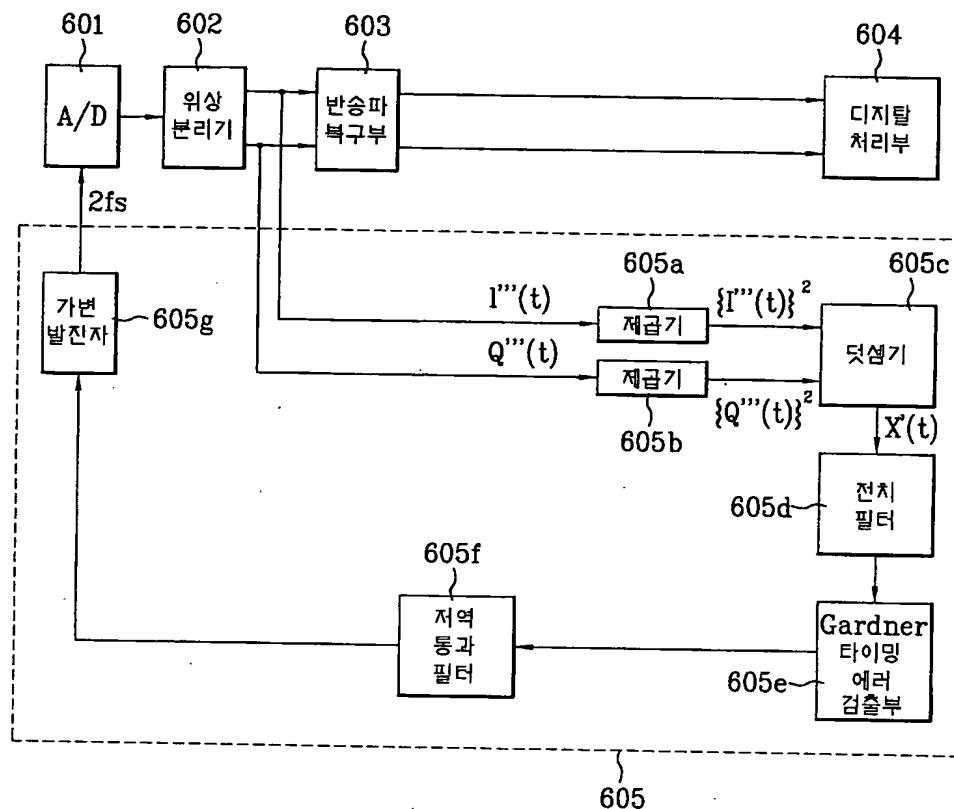
【도 4】



【도 5】



【도 6】



【도 7】

